街道环境 V2V 通信信道建模与容量分析 *

何怡刚，许　越，李　兵，宁暑光，张超群

(合肥工业大学电气与自动化工程学院，合肥 230009)

摘　要：车车(V2V)通信系统的性能取决于无线信道的特征，因此采用合适的模型来刻画通信信道尤为重要。针对街道 3D 散射环境下的车载通信信道，考虑到道路两边高楼、树木等散射体，且收发两端处于移动状态，采用多天线技术，建立椭圆柱散射模型。运用几何分析法，推导了时间自相关函数（ACF）、空间互相关函数（CCF），比较视距(LOS)和非视距(NLOS)情况下 ACF 和 CCF 的差异，验证仿真方法的可行性；研究了信道容量在不同天线阵列和散射环境下的区别，突出了 3D 模型更加精确。测量结果与理论分析的一致性表明本文 3D 模型的可用性，拓宽了车载通信系统的研究。

关键词：V2V 通信；信道模型；相关函数；信道容量

中图分类号：TN929.5　　doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2018.04.0253

Street environment V2V communication channel modeling and capacity analysis

He Yigang, Xu Yue, Li Bing, Ning Shuguang, Zhang Chaoqun

(*School of Electrical Engineering & Automation*, *Hefei University of Technology*, *Hefei* 230009, *China*)

Abstract: The performance of the V2V communication system depends on the characteristics of the wireless channel, so it is very important to use a suitable model to characterize the communication channel. This paper studied the vehicular communication channel in the 3D street scattering environment. Considering the scatterers such as tall buildings and trees on both sides of the road, and the transmitting and receiving ends are moving, use multi-antenna technology to establish the elliptic column scattering model. Using geometric analysis, this paper duduced the time auto-correlation function (ACF) and cross-correlation function (CCF) ; compare the difference of ACF and CCF in the case of line-of-sight(LOS) and non-line-of-sight (NLOS) , this paper verified the feasibility of the simulation method; study the difference in channel capacity under different antenna arrays and scattering environments, which highlight 3D models more accurately. The consistency between the measurements results and the theoretical analysis shows the usability of this 3D model and broadens the research of vehicular communication systems.

Key words: V2V communication; Channel model; Related functions; Channel capacity

0　引言

大数据、5G 及无人驾驶时代即将来临，交通信息的快速传递能提高运输效率并减少事故发生率，所以 V2V（vehicle-to-vehicle）通信的研究逐渐受到关注。V2V 通信信道相比传统信道而言，行驶环境比较复杂，表现出更大的动态性和更严重的衰落性，因而根据特殊的散射环境建立准确的模型以及提高信道的传输效率对 V2V 通信来说尤为重要[1]。多输入多输出技术（multiple-input multiple-output,MIMO）能提高通信系统的性能，所以将 MIMO 技术应用到 V2V 通信中也是目前的研究热点之一[2]。

根据几何散射环境的不同，所建模型也会不一样。一般有单环模型[1]、双环模型[2]、椭圆模型[3]等等，在此之上还有 2D[1~3]和 3D[4~7]模型之分。现实环境中的散射体数目趋于无穷，分为各向同性和非各向同性环境。各向同性采用均匀分布[6]，而非各向同性可采用 Von Mises 分布、高斯分布、拉普拉斯分布等[5]，要根据现实环境选择合适的分布来刻画散射体。V2V 通信环境通常包括街道环境[8]、高速公路[9,10]以及隧道[11,12]等，研究这些环境下信号的散射性质意义重大。在可以忽略散射环境中信号传播的仰角(elevation-angel)时，为简化计算应当建立 2D 的信道

收稿日期：2018-04-14；**修回日期：**2018-05-30　　**基金项目：**国家自然科学基金资助项目（51777050, 51577046）；国家自然科学基金重点项目（51637004）；国家重点研发计划资助项目（2016YFF0102200）；装备预先研究重点项目

作者简介：何怡刚（1966-），男（通信作者），湖南邵阳人，教授，博导，博士，主要研究方向为测试与诊断、智能信息处理（18655136887@163.com）；许越（1994-），男，硕士研究生，主要研究方向为无线信道建模，智能交通；李兵（1972-），男，副教授，硕导，博士，主要研究方向为物联网技术应用；宁暑光（1992-），男，硕士研究生，主要研究方向为无线信道特征提取；张超群（1994-），女，硕士研究生，主要研究方向为智能交通.

模型。而散射体的高度不可忽略时，应建立 3D 模型，这样刻画的信道才更加准确[7]。文献[3]仅考虑了 2D 模式下椭圆信道的相关函数和信道容量，忽略了仰角的影响。本文考虑到街道环境中路边高楼、树木等散射体的高度严重影响信号传播方向，所以考虑仰角并建立复杂的 3D 模型。

本文选取车流量稀少的街道环境，忽略移动散射体，仅考虑静态散射体，采用 3D 椭圆柱散射模型来刻画 V2V 信道。信道的 ACF（auto correlation function）、CCF（cross correlation function）和容量是衡量通信系统性能的重要指标。基于 MIMO 技术，本文将研究 LOS（line of sight）与 NLOS（not line of sight）两种情况下，MIMO 信道 ACF、CCF 的差异，并验证所用仿真方法的可行性；借助仿真分析来探究天线阵列和散射环境等多种因素对信道容量的影响，以实际测量的数据来证明本文理论分析的准确性。

1　椭圆柱散射模型

图 1 是本文所考虑的 3D 街道椭圆柱模型，地平面上的椭圆长轴为 a，短轴为 b，焦距为 f。T_X 和 R_X 分别表示移动发射端和移动接收端，取发射端 T_X 为原点，收发端均位于椭圆的焦点上，两端之间距离为 D （即为 2f）。发射端 T_X 的速度和方向分别为 v_T,α_T^v，接收端 R_X 的速度和方向分别为 v_R,α_R^v。T_X 和 R_X 都配备均匀线性天线阵列，分别有 L 和 K 个天线单元，阵列与 x 轴的夹角分布为 θ_T 和 θ_R，天线单元的间距分别为 d_T 和 d_R。椭圆柱表面分布了无数的散射体，S^n 是上面的第 n 个静态散射体（通常指高楼、树木和路标等；0<n≤N，N 趋于无穷）。T_X 发射的信号经 S^n 散射到 R_X 接收，因为 $(L-1)d_T \ll a-f$ 和 $(K-1)d_R \ll a-f$，发射角的方位角(azimuthal-angel-of-departure,AAOD)为 α_T^n，仰角(elevation-angel-of-departure,EAOD)为 β_T^n；同理，到达角的方位角(azimuthal-angel-of-arrival,AAOA)为 α_R^n，仰角(elevation-angel-of-arrival,EAOA)为 β_R^n。d_{ln} 是第 l（l=1,…,L）个发射天线单元 A_l 与 S^n 的距离，d_{nk} 是第 k（k=1,…,K）个接收天线单元 A_k 与 S^n 的距离，h_n 是 S^n 到水平面的垂直距离，l_{tn} 是发射端 T_X 与 S^n 的水平距离，l_{nr} 是接收端 R_X 与 S^n 的水平距离。本文以发射端 T_X 为坐标原点，R_X 在 x 轴的正半轴上，x 轴 y 轴所构平面为水平面。

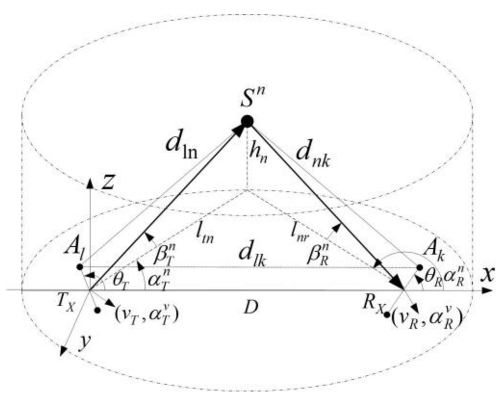


图 1　椭圆柱散射模型

本文 MIMO 信道参考模型的复增益可描述为矩阵 $H(t)=[h_{lk}(t)]_{L\times K}$，在载波频率 f_C 下从发射端第 l 个天线单元到接收端第 k 个天线单元的信道复增益为 $h_{lk}(t)$，在视距 LOS 情况下由直射成分和单次散射成分组成。$|h_{lk}(t)|$ 在 LOS 下服从莱斯分布，而在 NLOS 下服从瑞利分布。

$$h_{lk}(t)=h_{lk}^{LOS}(t)+h_{lk}^{S}(t) \tag{1}$$

$$h_{lk}^{LOS}(t)=\sqrt{\frac{C_r}{C_r+1}}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{lk}^{LOS}}e^{j2\pi f_{LOS}t} \tag{2}$$

$$h_{lk}^{S}(t)=\sqrt{\frac{1}{C_r+1}}\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{N}}e^{j(\theta-\frac{2\pi}{\lambda}d_{lkn}^{S})}e^{j2\pi f_S t} \tag{3}$$

上式中的 C_r 是莱斯因子，d_{lk}^{LOS} 是直射径的距离，d_{lkn}^{S} 是经 S^n 散射路径的总距离，f_{LOS} 是直射径的多普勒频移，f_S 是散射路径的多普勒频移，相关计算如下：

$$d_{lk}^{LOS}=D-(L-2l+1)\frac{d_T}{2}\cos\theta_T+(K-2k+1)\frac{d_R}{2}\cos\theta_R \tag{4}$$

$$d_{lkn}^{S}=d_{\ln}+d_{nk} \tag{5}$$

$$d_{nk}=\frac{l_{nr}}{\cos\beta_R^n}-\frac{(K-2k+1)}{2}d_R\cos(\alpha_R^n-\theta_R)\cos\beta_R^n \tag{6}$$

$$d_{\ln}=\sqrt{{l_{tn}}^2+h^2}-\frac{(L-2l+1)}{2}d_T\cos(\alpha_T^n-\theta_T)\cos\beta_T^n \tag{7}$$

$$l_{nr}=\frac{b^2}{a+f\cos\alpha_R^n} \tag{8}$$

$$l_{tn}=2a-l_{nr} \tag{9}$$

$$h=l_{nr}\tan\beta_R^n \tag{10}$$

$$f_{LOS}=\frac{v_T}{\lambda}\cos\alpha_T^v-\frac{v_R}{\lambda}\cos\alpha_R^v \tag{11}$$

$$f_S=\frac{v_T}{\lambda}\cos(\alpha_T^n-\alpha_T^v)\cos\beta_T^n+\frac{v_R}{\lambda}\cos(\alpha_R^n-\alpha_R^v)\cos\beta_R^n \tag{12}$$

本模型中发射角 AOD 与到达角 AOA 是相关的，即一旦确定到达角的方位角 α_R^n 和仰角 β_R^n，就可以得到发射角的方位角 α_T^n（仅与 α_R^n 相关）和仰角 β_T^n（与 α_R^n 和 β_R^n 都相关）。

$$\alpha_T^n=\begin{cases} f(\alpha_R^n) & 0<\alpha_R^n<\alpha_0 \\ f(\alpha_R^n)+\pi & \alpha_0<\alpha_R^n<2\pi-\alpha_0 \\ f(\alpha_R^n)+2\pi & 2\pi-\alpha_0<\alpha_R^n<2\pi \end{cases} \tag{13}$$

根据文献[13]，式（13）中：

$$f(\alpha_R^n)=\arctan\frac{(e^2-1)\sin\alpha_R^n}{2e+(e^2+1)\cos\alpha_R^n},\ e=\frac{a}{f},\ \alpha_0=\pi-\arctan\frac{e^2-1}{2e}。$$

$$\beta_T^n = \arctan\frac{h}{l_m} = \frac{b^2 \tan\beta_R^n}{2a(a+f\cos\alpha_R^n)-b^2} \tag{14}$$

由于现实环境中散射体的分布并不会完全均匀，所以用 von Mises 分布[3]来描述方位角，用余弦分布[6]来描述仰角。

$$p(\alpha) = \frac{\exp[k\cos(\alpha-u)]}{2\pi I_0(k)} \tag{15}$$

$$p(\beta) = \begin{cases} \frac{\pi}{2\beta_m}\cos(\frac{\pi}{2}\frac{\beta}{\beta_m}) & \beta \le \beta_m \le \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \tag{16}$$

其中: β_m 表示仰角的最大值，u 表示方位角的均值，k 表示方位角集中于均值的程度。当 k 越大时，越集中于均值；当 k=0 且 β_m =0，则表示各向同性散射。

2 参考模型的空间-时间相关函数

信道复增益的空间-时间相关函数（space-time correlation function，ST-CF）能够用公式 $r_{lk,l'k'}(d_T,d_R,\tau) = E\{h_{lk}^*(t)h_{l'k'}(t+\tau)\}$ 来得到，可分解为 LOS 分量 $r_{lk,l'k'}^{LOS}(d_T,d_R,\tau)$ 和散射分量 $r_{lk,l'k'}^{S}(d_T,d_R,\tau)$。$h_{lk}(t)$ 取式（1），其中（*）代表复共轭，E{.}表示求均值，lk，$l'k'$表示天线 l 到天线 k 信道和天线 l'到天线 k'的信道。推导相关函数公式如下，$\rho(\alpha)$、$\rho(\beta)$ 是角度分布概率密度函数。

$$r_{lk,l'k'}(d_T,d_R,\tau) = r_{lk,l'k'}^{LOS}(d_T,d_R,\tau) + r_{lk,l'k'}^{S}(d_T,d_R,\tau) \tag{17}$$

$$r_{lk,l'k'}^{LOS}(d_T,d_R,\tau) = \frac{C_r}{C_r+1} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}((l-l')d_T\cos\theta_T-(k-k')d_R\cos\theta_R)} \times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(v_T\cos\alpha_T^v - v_R\cos\alpha_R^v)\tau} \tag{18}$$

$$\begin{aligned} r_{lk,l'k'}^{S}(d_T,d_R,\tau) &= \frac{1}{C_r+1} E\Big\{ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(l-l')d_T\cos(\alpha_T^n-\theta_T)\cos\beta_T^n} \\ &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(k'-k)d_R\cos(\alpha_R^n-\theta_R)\cos\beta_R^n} \\ &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(v_T\cos(\alpha_T^n-\alpha_T^v)\cos\beta_T^n + v_R\cos(\alpha_R^n-\alpha_R^v)\cos\beta_R^n)\tau} \Big\} \\ &= \frac{1}{C_r+1}\int_0^{\frac{\pi}{2}}\int_0^{2\pi} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(l-l')d_T\cos(\alpha_T^n-\theta_T)\cos\beta_T^n} \\ &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(k'-k)d_R\cos(\alpha_R^n-\theta_R)\cos\beta_R^n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}v_T\cos(\alpha_T^n-\alpha_T^v)\cos\beta_T^n\tau} \\ &\times e^{j\frac{2\pi}{\lambda}v_R\cos(\alpha_R^n-\alpha_R^v)\cos\beta_R^n\tau} \rho(\alpha_R^n)\rho(\beta_R^n)d\alpha_R^n d\beta_R^n \end{aligned} \tag{19}$$

复增益 $h_{lk}(t)$ 的时间自相关函数（ACF）采用 $r_{lk}(\tau) = E\{h_{lk}^*(t)h_{lk}(t+\tau)\}$，等价于设置时间-空间相关函数公式（18,19）的收发端天线单元间的间距 d_T, d_R 为 0 就可得到 ACF。

$$r_{lk,l'k'}(\tau) = r_{lk,l'k'}^{LOS}(\tau) + r_{lk,l'k'}^{S}(\tau) \tag{20}$$

复增益的空间互相关函数(CCF)采用 $r_{lk,l'k'}(d_T,d_R) = E\{h_{lk}^*(t)h_{l'k'}(t)\}$，等价于设置时间-空间相关函数公式(18,19)时间间隔 τ 为 0 就可得到 CCF。

$$r_{lk,l'k'}(d_T,d_R) = r_{llk,l'k'}^{LOS}(d_T,d_R) + r_{llk,l'k'}^{S}(d_T,d_R) \tag{21}$$

3 相关函数数值仿真与分析

根据上节推导的相关函数公式，本节将对非视距(NLOS)和视距(LOS)这两种情况下信道的相关性作仿真分析。采用修正的等面积法(MMEA)来仿真信号的方位角 α 和仰角 β [14]，即求解下式得到所需的仿真角度。

$$\frac{n-1/4}{N} - \int_{u-\pi}^{\alpha} p_\alpha(\alpha)d\alpha = 0, n = 1,2,\ldots,N \tag{22}$$

所取参数如下：莱斯因子 C_r =3，载波频率 f_0=5.9×10^9Hz，a=100m,b=80m; θ_T 和 θ_R 均取 45°，两车的行驶方向均为 0° 且 $v_T = v_R = 5m/s$ （f_{max}=100Hz）;k=10, AAOA 均值 u_R=45°，最大仰角 β_m =20° [15]（除非特殊说明，否则以下仿真均采用这些参数）。

图 2 是 NLOS 情况下的信道时间相关函数 $r_{lk,l'k'}^{S}(\tau)$，由图 2 可以看出：当标准时间间隔很小时，相关性呈现振荡性，若时间间隔越来越大，相关性则逐渐趋于 0。

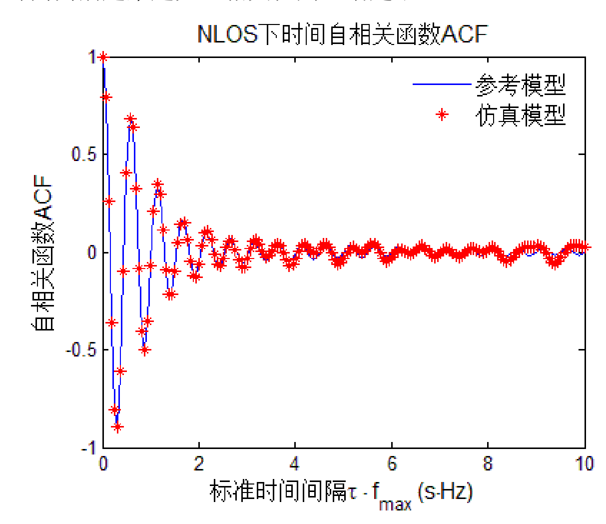


图 2 NLOS 情况下时间自相关函数

图 3 是 LOS 情况下的信道时间相关函数，所取的参数与 LOS 情况相同，并设莱斯因子 C_r=0。函数呈现的振荡性与图 2 相似，但终值却不是 0。文献[6]的图 2~7 的 LOS 情形 ACF 的终值也停留在 0.7 左右，这与图 3 相似。由此说明：存在视距传播路径时，即使标准时间间隔很大，信道依然保持着时间相关性。

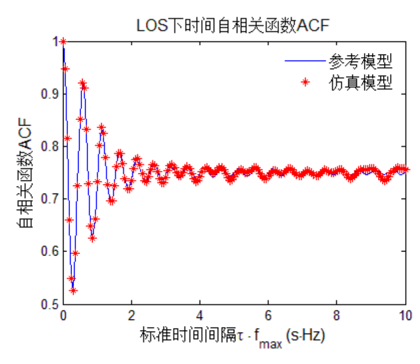


图 3　LOS 情况下时间自相关函数

图 4 和 5 分布是 NLOS 和 LOS 情况下，信道 11 与 22 间参考模型的空间相关性函数，参数同上。与时间相关函数 ACF 类似，在 LOS 情况下两个信道间的空间相关性并不会随着天线间距的变大而趋于 0。说明 LOS 情形下即使天线间距很大，两个信道间仍存在着一定的相关性，而 NLOS 情况则不会。

为验证仿真方法的可行性，作出了 NLOS 情况下 CCF 仿真函数图、参考与仿真模型的 CCF 误差图(即图 4 与图 6 的差距)，如图 6、7 所示。从图 7 来看，误差 error 的最大值仍小于 0.06，这个误差精度在可容许的范围之内，故可认为 MMEA 法适合本模型的仿真，下一节的仿真即使用此方法。

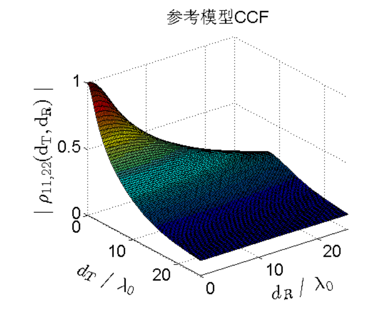


图 4　NLOS 情况下空间互相关函数

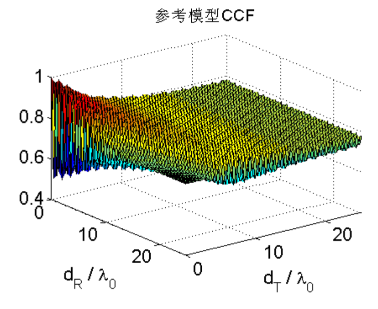


图 5　LOS 情况下空间互相关函数

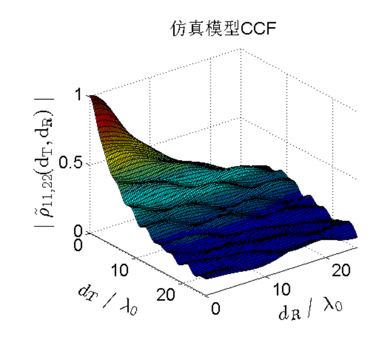


图 6　NLOS 情况下仿真模型的空间互相关函数

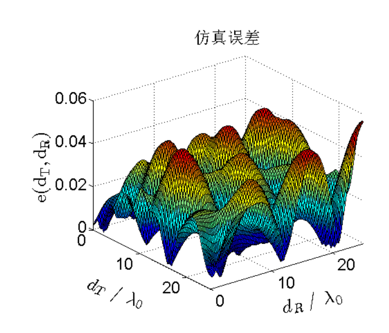


图 7　参考模型与仿真模型的空间互相关函数的误差

4　信道容量分析

MIMO 通信系统的信道容量反应了系统传输数据的能力，单位为 bit/s/Hz。通常为使得容量被最大化，将功率平均分配给每一个天线单元。容量计算方法如下，L 和 K 分别是发送端接收端的天线数量，I_K 表示 K 维的单位矩阵，ρ 表示信噪比（signal-noise ratio，S/N）,H 表示信道增益矩阵（L×K）（采用式（3），即 NLOS 情形）。影响信道容量的因素有很多，比如天线单元间距、天线阵列偏角、天线数量、信噪比、莱斯因子等。下面将探讨这些因素对信道容量的影响，以便在实际系统中最大化信道容量。

$$C = E[C(t)] = E\left[\log_2 \det(I_K + \frac{\rho}{L} H(t)H^T(t))\right] \tag{23}$$

文献[16]做了容量测量实验，选取城市低车流场景（与本文所设场景相似），用 2×2 天线阵列，间距取 0.5 米，信噪比取 20dB。从文献[16]提取测量数据，表 1、2 分别是大学校园和购物街场景下容量测量值，单位为 bps/Hz。

表 1　校园场景信道容量测量值

车距	10m	15m
NLOS	8.70	8.67
LOS	9.28	9.27

表 2　购物街场景信道容量测量值

车距	10m	15m
NLOS	5.81	7.18
LOS	8.65	7.85

图 8 给出了天线单元间距对容量的影响，2×2 天线阵列，信噪比取 17 dB。观察这 4 条线可发现：当两端间距 d_T 和 d_R 从 0 开始变大后，信道容量也随之变大。但间距大于一定值后，容量随间距的增大而不再明显增大，这与文献[3]的图 6 中 2D 椭圆模型情况相同，符合实际情况。

图 9 给出了天线单元数量对容量的影响，天线间距取 0.2 m。当信噪比 S/N 越大，容量越大；当天线数量越多时，信道容量越大。表 1 的 NLOS 情形下，车距为 10 m 和 15 m 时信道容量为 8.7 和 8.67。本文在图 9 相同条件下容量约为 10，两者接近，产生差距是因为实际散射环境更加复杂而且本文仿真的两车距离大于文献[16]的车距。

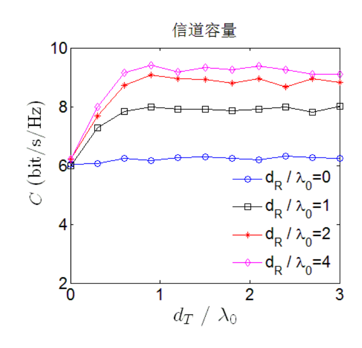


图 8 天线单元间距对容量的影响

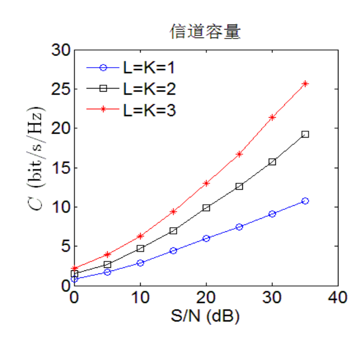


图 9 天线单元数量对容量的影响

图 10 是天线阵列偏角对容量的影响，2×2 天线阵列，信噪比取 17 dB，天线间距 0.2 m。本文采用线性均匀阵列，其偏角的影响值得研究。观察图中 3 条线：容量在接收阵列偏角 θ_R 为 45° 时最小；发射阵列偏角 θ_T 为 5° 的信道容量比另外两个发射阵列小一点。θ_R=45° 时，得出 $|\theta_R-u_R|=0$（u_R 是散射体相对接收端的方位角 AAOA 均值，上一节已取 45°）。θ_T=5° 时，得出 $|\theta_T-u_T|\approx 0$（散射体相对发送端的方位角 AAOD 均值 u_T 经计算约为 5°）。所以综上分析可知：当 $|\theta_R-u_R|$ 或 $|\theta_T-u_T|$ 越小，即阵列的指向越偏向散射体中心，则容量越小。

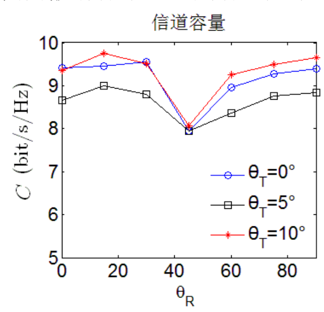


图 10 天线阵列偏角对容量的影响

除了天线会对容量产生影响，通信环境的性质也会对容量产生不可忽略的影响。比如因环境而变化的莱斯因子 C_r、散射体的高度而决定的最大仰角 β_m。图 11、12 采用 1×1 天线阵列。

图 11 给出了莱斯因子 C_r 对容量的影响，信噪比取 17dB。C_r=0（即非视距 NLOS 情况）时的容量比 C_r=2 或 5 要小一点。观察表 1 表 2 中 NLOS 和 LOS 情形的测量数据，两表的数据均表明：LOS 情形的容量略大于 NLOS 情形。本文仿真所作出的分析与文献[16]的实测数据相一致，说明 LOS 情况有利于信道容量的最大化。

图 12 表示最大仰角对容量的影响。仰角的引入是椭圆柱信道区别于 2D 椭圆信道的最大特征，也更贴近现实环境。图 11 中给出了 β_m=1°、10° 和 20° 时，容量随波长变化的特征曲线图。观察可知：最大仰角越大，容量也相应地变大，即使增加的量相比改变天线阵列要小得多。β_m=1° 可认为是 2D 椭圆散射情况，因此说明 2D 信道模型低估了信道容量。文献[17]中 3D 双环模型的情况下，其图 6 也表明了 3D 模型的容量比 2D 模型大，与此处分析的结论一致。

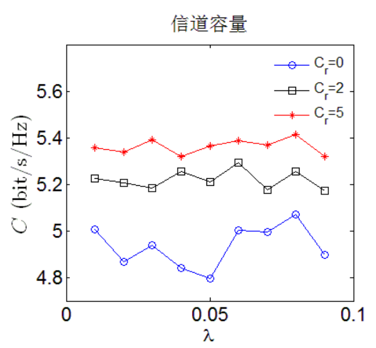


图 11 莱斯因子对容量的影响

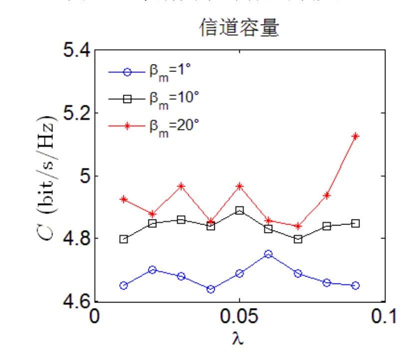


图 12 最大仰角对容量的影响

5 结束语

针对车辆稀少的街道环境，本文采用了 3D 椭圆柱散射模型来描述 V2V 信道。根据几何分析法，推导了发射角和到达角的关系。基于 MMEA 法仿真，仿真模型的 ACF、CCF 与参考模型的接近一致表明了 MMEA 法的可用性。根据 ACF 和 CCF 图：存在视距（LOS）时，信道将维持一定的时间和空间相关性。V2V 信道容量会受到天线间距、天线数量、信噪比、天线阵列偏角等因素的影响，因此优化通信系统时应当考虑这些因素。结合实测数据以及本文分析结果，视距（LOS）时信道表现出更大的容量。最后比较 2D 与 3D 模型信道容量，2D 椭圆散射模型低估了信道容量，表明本文考虑建立 3D 模型的正确性。本文对椭圆柱散射信道的准确刻画以及对 ACF、CCF 和信道容量的分析，为研究 V2V 通信信道模型与评估信道的传输特性提供了依据。

参考文献：

[1] 杨晓丽，孙学宏，白冰. 一种 V2V 多天线几何去极化信道建模 [J]. 计算机应用研究, 2016, 33 (10): 3117-3122. (Yang Xiaoli, Sun Xuehong, Bai Bing. A kind of V2V multi-antenna geometric depolarization channel modeling [J]. Application Research of Computers, 2016, 33 (10): 3117-3122.)

[2] Zajic A G, Stuber G L. Space-time correlated mobile-to-mobile channels: modelling and simulation [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2008, 57 (2): 715-726.

[3] 周杰，袁梅，唐登洪. Von Mises 分布下椭圆散射信道建模 [J]. 北京邮电大学学报, 2017, 40 (2): 36-42. (Zhou Jie, Yuan Mei, Tang Denghong. Modeling of elliptical scattering channels with Von Mises distribution [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2017, 40 (2): 36-42.)

[4] Yuan Yi, Wang Chengxiang, Cheng Xiang, *et al*. Novel 3D geometry-based stochastic models for non-isotropic MIMO vehicle-to-vehicle channels [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2014, 13 (1): 298-309.

[5] Zajic A G, Stuber G L. Three-dimensional modeling, simulation, and capacity analysis of space-time correlated mobile-to-mobile channels [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2008, 57 (4): 2042-2054.

[6] Du Derong, Zeng Xiaoping, Jian Xin, *et al*. Three-dimensional vehicle-to-vehicle channel modeling with multiple moving scatterers [J]. Mobile Information Systems, 2017, 2017: 1-14.

[7] Bakhshi G, Shahtalebi K, Rad H S. A novel full-three-dimensional MIMO mobile-to-mobile channel reference model [C]// Proc of International Conference on Signal Processing and Communication Systems. 2009: 1-6.

[8] 周杰，姚颖莉，邵根富，等. 基于车载通信标准街道场景的电磁散射信道模型 [J]. 物理学报, 2016, 65 (14): 24-34. (Zhou Jie, Yao Yinli, Shao Genfu, etal. Electromagnetic scattering channel model based on street scenes of vehicle-mounted communication standards [J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65 (14): 24-34.)

[9] Cheng Xiang, Wang Chengxiang, Laurenson D I, *et al*. An adaptive geometry-based stochastic model for non-isotropic MIMO mobile-to-mobile channels [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2009, 8 (9): 4824-4835.

[10] Cheng Xiang, Yao Qi, Wen Maowen, *et al*. Wideband channel modeling and intercarrier interference cancellation for vehicle-to-vehicle communication systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31 (9): 434-448.

[11] Avazov N, Islam S M R, Park D, *et al*. Statistical characterization of 3D propagation model for V2V channels in rectangular tunnels [J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2017, PP (99): 1-1.

[12] Avazov N, Pätzold M. A novel wideband MIMO car-to-car channel model based on a geometrical semi-circular tunnel scattering model [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2016, 65 (3): 1070-1082.

[13] Pätzold M, Hogstad B O. A wideband MIMO channel model derived from the geometric elliptical scattering model [J]. Wireless Communications & Mobile Computing, 2008, 8 (5): 597-605.

[14] Gutierrez-Diaz-De-Leon C A, Patzold M. Sum-of-sinusoids-based simulation of flat fading wireless propagation channels under non-isotropic scattering conditions [C]// Proc of IEEE Global Telecommunications Conference. 2007: 3842-3846.

[15] Zajic A G. Impact of moving scatterers on vehicle-to-vehicle narrow-band channel characteristics [J]. IEEE Trans on Vehicle Technology, 2014, 63 (7): 3094-3106.

[16] Adhikari N, Kumar A, Noghanian S. Multiple antenna channel measurements for car-to-car communication [J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 674-677.

[17] 梁晓林，赵雄文，李树，等. 移动端到移动端 3D MIMO 宽带信道建模与仿真 [J]. 北京邮电大学学报, 2017, 40 (4): 91-97. (Liang Xiaolin, Zhao Xiongwen, Li Shu, etal. Mobile-to-mobile 3D MIMO wideband channel modeling and simulation [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2017, 40 (4): 91-97.)